

Equalizer with extended channel estimation for a receiver in a digital transmission system

Patent Number: ☐ US6002716

Publication date: 1999-12-14

Inventor(s): GERSTACKER WOLFGANG (DE); MEYER RAIMUND (DE); SCHRAMM PETER (DE); FISCHER ROBERT (DE); HUBER JOHANNES (DE)

Applicant(s): PHILIPS CORP (US)

Requested Patent: ☐ WO9739536

Application Number: US19970952832 19971125

Priority Number (s): DE19961014543 19960412; WO19971B00360 19970407

IPC Classification: H03H7/30

EC Classification: H04L25/03B7, H04L12/28P1A

Equivalents: ☐ DE19614543, ☐ EP0848870 (WO9739536), JP11508113T

Abstract

PCT No. PCT/IB97/00360 Sec. 371 Date Nov. 25, 1997 Sec. 102(e) Date Nov. 25, 1997 PCT Filed Apr. 7, 1997 PCT Pub. No. WO97/39536 PCT Pub. Date Oct. 23, 1997A digital transmission system comprising a receiver, the receiver including a receiver input stage and a digital memory for storing a sequence of binary symbols of sample values, formed in the receiver input stage, of a signal distorted by a transmission channel, and an equalizer for forming a sequence of binary estimates from the sample values by an impulse response of a substitute system describing the transmission channel, the impulse response being determined by first correlations of coefficients of a known training sequence with the sample values of a part of the known training sequence extended by at least one binary symbol. To make a channel estimation possible for a higher degree of the impulse response of the transmission channel, and also to carry out the channel estimation always with a maximum quality, a variable first correlation window size and a variable number of first correlations are used for adapting the impulse response of the substitute system to the impulse response of the transmission channel. A reduction of the correlation window size enables more cross-correlation values to be formed with one sequence of sample values, so that an increase of the degree of the impulse response of the estimated transmission channel becomes possible. With a more favorable transmission behavior, the correlation window size can be extended by one or more known binary symbols, so that the quality of the estimate of the impulse response is enhanced.

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表平11-508113

(43) 公表日 平成11年(1999) 7月13日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 4 B 1/76
7/005

H 0 4 B 1/76
7/005

H 0 4 L 27/01

H 0 4 L 27/00

K

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求(全 29 頁)

(21) 出願番号 特願平9-536901
(86) (22) 出願日 平成9年(1997) 4月7日
(85) 翻訳文提出日 平成9年(1997) 12月12日
(86) 国際出願番号 PCT/IB97/00360
(87) 国際公開番号 WO97/39536
(87) 国際公開日 平成9年(1997) 10月23日
(31) 優先権主張番号 19614543.0
(32) 優先日 1996年4月12日
(33) 優先権主張国 ドイツ (DE)
(81) 指定国 EP(AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, L U, MC, NL, PT, SE), JP, US

(71) 出願人 コーニンクレッカ フィリップス エレクトロニクス エヌ ヴィ
オランダ国 NL-5621 ベーアー アイ
ンドーフェン フルーネヴァウツウェッハ
1
(72) 発明者 ライムント マイアー
オランダ国 NL-5656 アーアー アイ
ンドーフェン プロフ ホルストラーン
6
(74) 代理人 弁理士 矢野 敏雄 (外3名)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタル伝送装置における受信機のための拡張されたチャンネル推定付きイコライザ

(57) 【要約】

本発明は、受信機を有するデジタル伝送装置に関するものであって、前記受信機は、受信機入力段 (1) 及び、伝送チャンネルによって歪ませられた信号の、受信機入力段で形成されたサンプル値 (6) のバイナリシンボルのシーケンスを蓄積するためのデジタルメモリ (7) と、そして、伝送チャンネルを表現、記述する代替装置 (14) のインパルスないしパルスレスポンス、このインパルスないしパルスレスポンスは少なくとも1つのバイナリシンボルだけ拡張された既知のトレーニングシーケンス (26) の一部のサンプル値 (6) を持つ既知のトレーニングシーケンス (27) の係数の第一相関によって決められる、によって、サンプル値 (6) からバイナリ推定のシーケンスを形成するためのイコライザ (8, 9, 10, 11) と、を有するデジタル伝送装置に関するものである。伝送チャンネルの高い程度のパルスのレスポンスに対して推定を可能にするため、そして、亦、最大の品質を以てチャンネル推定を実施し得るため、可変第一相関ウィンドウサイズ及び第一相関の可変数が、代替装置 (14) のインパルスないしパルスレ

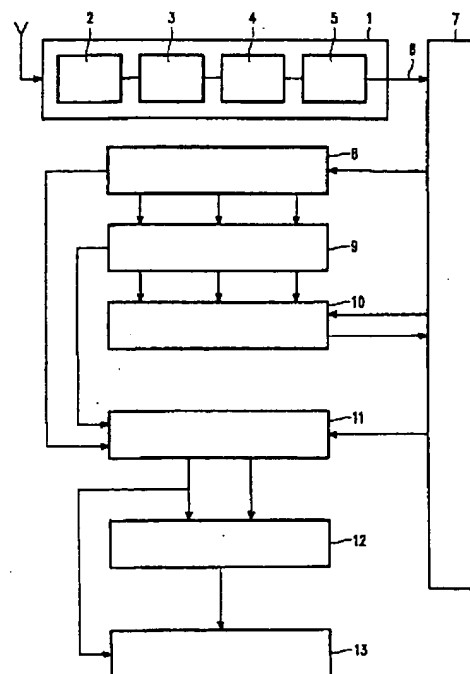


FIG. 1

【特許請求の範囲】

1. 受信機を有するデジタル伝送装置であって、前記受信機は

—受信機入力段(1)及び、伝送チャンネルによって歪ませられた信号の、受信機入力段で形成されたサンプル値(6)のバイナリシンボルのシーケンスを蓄積するためのデジタルメモリ(7)と、そして

—伝送チャンネルを表現、記述する代替装置(14)のインパルスないしパルスレスポンス、このインパルスないしパルスレスポンスは少なくとも1つのバイナリシンボルだけ拡張された既知のトレーニングシーケンス(26)の一部のサンプル値(6)を持つ既知のトレーニングシーケンス(27)の係数の第一相関によって決められる、によって、サンプル値(6)からバイナリ推定のシーケンスを形成するためのイコライザ(8, 9, 10, 11)と、を有するデジタル伝送装置において、

可変第一相関ウィンドウサイズ及び第一相関の可変数が、代替装置(14)のインパルスないしパルスレスポンスを伝送チャンネルのインパルスないしパルスレスポンスに適応させるために用いられることを特徴とする、デジタル伝送装置。

2. 少なくとも1つのバイナリシンボルだけ低減され

または拡張された既知のトレーニングシーケンス(26)の係数が、拡張されたトレーニングシーケンス(26)の一部のサンプル値(6)を持つ第一係数を形成するために用いられるような、請求項1に記載のデジタル伝送装置。

3. 第一相関が、ベクトルに組み合わせられるように用いられ、そしてこのベクトルは多用途のマトリクスを含み、そのマトリクスの要素は、少なくとも1つのバイナリシンボルだけさらに拡張されたトレーニングシーケンス(26)のそれぞれの部分を持つ、少なくとも1つのバイナリシンボルだけ低減されまたは拡張された既知のトレーニングシーケンス(26)の係数の第二相関によって形成されるような、請求項1に記載のデジタル伝送装置。

4. 各トレーニングシーケンス(27)及び、それぞれのトレーニングシーケンス(27)の各低減及び拡張に関する、それぞれのマトリクスを蓄積するために

メモリが用いられるような、請求項3に記載のデジタル伝送装置。

5. 代替装置(14)のインパルスないしパルスレスポンスを、伝送装置のインパルスないしパルスレスポンスに適応させるために、第一相関の形成の少なくとも1回の繰り返しが実行され、その結果サンプル値(6)におけるトレーニングシーケンス(27)のそれぞれの開始が以前の相関によって決められ

、そして最も都合良い相関ウィンドウサイズが繰り返しのために用いられるような、請求項1に記載のデジタル伝送装置。

6. 受信機入力段(1)と、そして伝送チャンネルによって歪ませられた信号の、受信機入力段(1)で形成されたサンプル値(6)のバイナリシンボルのシーケンスを蓄積するためのデジタルメモリ(7)を含む、そして伝送チャンネルを表現、記述する代替装置(14)のインパルスないしパルスレスポンス、このインパルスないしパルスレスポンスは少なくとも1つのバイナリシンボルだけ拡張された既知のトレーニングシーケンス(26)の一部のサンプル値(6)を持つ既知のトレーニングシーケンス(27)の係数の第一相関によって決められる、によってサンプル値(6)からバイナリ推定のシーケンスを形成するためのイコライザ(8, 9, 10, 11)を含む受信機において、

可変第一ウィンドウサイズ及び第一相関の可変数が、代替装置(14)のインパルスないしパルスレスポンスを伝送チャンネルのインパルスないしパルスレスポンスに適応させるために用いられることを特徴とする受信機。

【発明の詳細な説明】

ディジタル伝送装置における受信機のための拡張されたチャンネル推定付きイコライザ

本発明は、受信機を有するディジタル伝送装置であって、前記受信機は、受信機入力段と、伝送チャンネルによって歪ませられた信号の受信機入力段において形成されたサンプル値のバイナリシンボルのシーケンスを蓄積するためのディジタルメモリとを含み、そして伝送チャンネルを表現する代替装置のインパルスないしパルスレスポンス、このインパルスないしパルスレスポンスは少なくとも1つのバイナリシンボルだけ拡張された既知のトレーニングシーケンスの1部のサンプル値を持つ既知のトレーニングシーケンスの係数の第1相関によって決められる、によってサンプル値からバイナリ推定のシーケンスを形成するためのイコライザをも有しているディジタル伝送装置に関する。

さらにまた、本発明は、受信機入力段を含む、そして伝送チャンネルによって歪ませられた信号の受信機入力段において形成されるサンプル値のバイナリシンボルのシーケンスを蓄積するためのディジタルメモリと、そして伝送チャンネルを表現、記述する代替装置のインパルスないしパルスレスポンス、このインパルスないしパルスレスポンスは少なくとも1つのバイナリ

シンボルだけ拡張された既知のトレーニングシーケンスの1部のサンプル値を持つ既知のトレーニングシーケンスの係数の第1相関によって決められる、によってサンプル値からのバイナリ推定のシーケンスを形成するためのイコライザとを含む受信機に関する。

そのような受信機は、例えばGSM標準によるディジタル移動無線において用いられている。GSM標準によれば、ディジタル信号はGMSK変調によってTDMA方法で伝送される。データ伝送は次に、時間変化伝送チャンネルによって実行される。さらに特定化すれば、マルチパス伝搬および反射は、受信信号において伝送されたディジタルデータシンボルに関する遅延および位相シフトの差異を決め、そして隣接データシンボルの重なりに導く。データシンボルに関する受信信号が、以前のデータシンボルによって影響されるという事実は、シンボル間干

渉 (ISI) として知られている。ここで、 d は伝送チャンネルのメモリ深さを規定する整数である。

マルチパス伝搬および、送信端および受信端の帯域制限フィルタ (GMSK 信号の線形復調を持つ固有のインパルスないしパルスノイズ) の結果として線形に歪ませられた受信信号の等化のために、受信機はデータ再生のために伝送チャンネルのそれぞれの時間変動伝送特性に適合されるべきである。このため、この時点で歪んでいる伝送装置、この装置は伝送チャンネルの

みならず GMSK 変調および、受信されたデジタル信号のサンプル値を発生する受信機入力段をも含む、のそれぞれのインパルスないしパルスレスポンスの推定が行われる。この目的のために、伝送装置を表現、記述する代替装置が形成され、この助けを得てビテルビアルゴリズムを通して、さらに明確に言えば、ソフト出力ビテルビアルゴリズムの実行を通して、最大可能性シーケンス推定 (MLSE) 方法、または単独シンボル推定方法によって、インパルスないしパルスレスポンスデータが推定される。

この方法を用いると、受信されたシーケンスおよび伝送装置の推定されたインパルスないしパルスレスポンスを配慮しながら、全ての可能なデータシーケンスから最も可能性のある伝送シーケンスが求められる。さらに特定化すると、ビテルビアルゴリズムは MLSE 方法によるデータシンボルを推定するのに適している。ビテルビアルゴリズムは、1973 年に発行された IEEE 会報第 61 巻 268-278 ページの G. D. フォーニー J r. による「ビテルビアルゴリズム」から知られている。データシンボルのより正確な推定は、ソフト出力ビテルビアルゴリズムによって提供され、これは例えば 1989 年にダラスの GLOBECOM 1989 年の会報 47. 1. 1-47. 1. 7 による J. ヘージナウアおよび P. ホッフアによる、「ソフト判断出力を持つビテルビアルゴリズムとその用

途」から知ることができる。1974 年情報理論の IEEE 会報 IT-20 の 284-287 ページの L. R. バール、J. コック、F. ジェリネック、および J. ラビブによる、「シンボルエラーレートを最小化するためのリニアコードの

最適デコーディング」による後続シンボル—シンボルデコータアルゴリズムによって、または、1990年12月サンディエゴのGLOBECOM1990の会報807: 5. 1—807: 5. 6のW. コッホおよびA. ペイラによる、「時間変動シンボル間干渉による動乱を受けた符号化されたデータの最適およびサブ最適検出」に見いだされるような、このアルゴリズムそれぞれの変更によって、最大に用いられる。受信された信号の推定の等しい値を用いると、第1近似におけるイコライザの製造コストは、 $2d$ だけ比例的に上昇し、すなわちそれらは伝送チャンネルのメモリの深さ d に指数的に増加する。現在の技術的方法を用いると、等化は約 18μ 秒に相当する5つのシンボルインターバル（バイナリ）をカバーするインパルスないしパルスノイズに関してのみ効果的であることができる。固有のインパルスないしパルスノイズは約 13μ 秒、これは約4kmのパス長の差異に相当する、ものマルチパス伝搬における伝搬パスの最大遅延差異を制限する。實際上、このことはしばしば不十分である。伝送チャンネルの一定の現在技術状態におけるメモリ深さ d に関する代替装置の固

定された程度を用いると、チャンネル推定は6つのデータシンボルの重畳への、すなわち5番目の程度のチャンネル推定への、限度を要求する。しかし、チャンネル伝送特性の時間変動の結果として、伝送チャンネルのメモリ深さ d が5よりも小さいということが起こりうる。第5の程度のチャンネル推定は、必要とされるよりも大きな推定エラーの変動に導くことがあり、すなわち都合良い伝送特性（さらに特定化すれば、1つの静止チャンネルでの）をもってチャンネル推定の品質を改善する可能性が用いられなくなる。

米国特許第US 5, 190, 047号からは、デジタル伝送装置のための受信機、この受信機はイコライザを含んでいる、が知られる。この受信機は、たとえばGSM標準によるデジタル移動無線において用いることができる。伝送ルートを特定するチャンネル特性はイコライザのために前もって規定されている。次にチャンネル調査がチャンネルの時間変化伝送特性を下にタイムスロットごとに行われる。この調査は受信機の内部に蓄積されている既知のトレーニングデータシーケンスを用いて行われる。チャンネル推定は、歪ませられないで蓄積され

ているトレーニングデータシーケンスとともに、歪ませられた状態で受け取られたトレーニングデータシーケンスを処理することによってチャンネルインパルスないしパルスレスポンスを発生させる。実施例においては、ある環境の下で用いるこ

とができる計算時間の理由で、十分な品質値が得られる限り、より少ない要素を比較のために考慮することが示されている。ここでこれらの要素は、それぞれのサンプル値と比較されるトレーニングシーケンスの推定の要素に相当している。計算時間の節減は、より少ない要素が比較のために用いられる場合に得られるが、しかし形成されるチャンネルインパルスないしパルスレスポンスの程度を決める相関の数は同じままである。このことは、チャンネル推定の、そしてそのため全体的な受信の品質を劣化させる。

このため、伝送チャンネルのインパルスないしパルスレスポンスのより高い程度dに関するチャンネル推定を可能とするチャンネル推定を提供することが、その結果、受信信号の等化が信号のマルチパス伝搬における一連のかなり大きな遅延差異をも可能とさせることが、本発明の目的である。他方、チャンネル推定が常に最大の品質をもって、すなわち最小の推定エラーの変動をもって、実行される

。本発明による目的は、可変第1相関ウィンドウサイズ、および第1相関の可変できる数が、代替装置のインパルスないしパルスレスポンスを伝送チャンネルのインパルスないしパルスレスポンスに適応させるのに用いられることにより達成される。相関ウィンドウサイズの低減は、サンプル値の1つのシーケンスとともに見いだされるべきより多くのクロス、相互相関値を可

能とさせ、その結果、推定される伝送チャンネルのインパルスないしパルスレスポンスの程度の向上が可能となる。現在の技術状態と比較すると、そして1つのバイナリシンボルだけ相関ウィンドウサイズを低減することにより、1つだけ増加された程度は、伝送チャンネルの程度 $d=5$ の推定の代わりに推定されることができる。本発明を用いると、29.4 μ 秒まで等化されることができる遅延差異が等化アルゴリズムの複雑さを増加させるよう考慮する必要なく達成すること

が可能である。相関ウィンドウサイズの低減は、推定されるインパルスないしパルスレスポンスの品質を減少させ、そして推定エラーの変動を増大させる。たとえば、もしより好都合な伝送特性が想定できるならば、すなわち推定されるインパルスないしパルスレスポンスの程度が現在の技術状態におけるそれ ($d=5$) よりも小さければ、相関ウィンドウサイズは1つまたは幾つかの既知バイナリシンボルだけ増加される。結果として、現在の技術状態よりも大きなウィンドウサイズが可能となり、そしてインパルスないしパルスレスポンスの推定の品質は拡大し、そして推定エラーの変動が最小化される。相関ウィンドウサイズを増加させることにより、より少ないクロス、相互相関値が発見でき、その結果推定されるべき伝送チャンネルインパルスないしパルスレスポンスの可能な程度が劣化できる。

望ましい実施例においては、少なくとも1つのバイナリシンボルだけ減じられるかまたは拡張された既知トレーニングシーケンスの係数が拡張されたトレーニングシーケンスの1部のサンプル値を持つ第1相関を形成するために用いられる。相関ウィンドウサイズを変化させることにより、既知トレーニングシーケンスが減少または拡張される。相関が行われる、サンプル値のシーケンスの部分はまた、相関ウィンドウサイズに相当しているため、様々の異なる多くの相関を形成できればできるほど、減少された、または拡張されたトレーニングシーケンスと、サンプル値の全体シーケンスとの間の差異がそれだけ益々大きくなる。本発明の改善的な実施例においては、第1相関はベクトルに組み合わせられるために用いられ、そしてそのベクトルは多目的のマトリクスを含んでおり、そのマトリクスの要素は少なくとも1つのバイナリシンボル以上拡張されたトレーニングシーケンスのそれぞれの部分を持つ、少なくとも1つのバイナリシンボルによって減少され、または拡張された既知のトレーニングシーケンスの係数の第2相関によって見いだされる。相関ウィンドウサイズの拡張または低減は、第1クロス、相互相関関数の計算された係数におけるエラーを要求する。これは現在の技術状態よりも、伝送チャンネルの推定されたインパルスないしパルスレスポンスの係数の正確な推定の低下に導く。適切なマトリクス

によって、相関係数の乗算をする結果として、従来の技術水準におけると同じ推定誤差、エラーの分散が、伝送チャンネルの推定されたインパルスないしパルスレスポンスの5以外の程度に関しても達成することが可能である。マトリクスの要素が次に、少なくとも1つのバイナリシンボルだけ拡張されたトレーニングシーケンスと、第1相関のウィンドウサイズによって決められたトレーニングシーケンス部分との間のクロス、相互相関によって形成される。用いられるトレーニングシーケンスは特に、GSM標準による移動無線に関して知られているものであるため、拡張されたトレーニングシーケンスの部分のクロス、相互相関は、そしてそのためマトリクスの要素は知られている。

望ましい実施例においては、メモリは、各トレーニングシーケンスに関するそれぞれのマトリクスを、そしてそれぞれのトレーニングシーケンスの各低減および拡張を蓄積するために用いられる。トレーニングシーケンスおよび、異なるウィンドウサイズとの相関によって形成される要素は、知られているので、それらは都度新しく計算されることはないが、しかし分離的に決められ、そして蓄積されることができる。平方マトリクスの大きさおよびマトリクスの個々の要素の両方は推定されるべき伝送チャンネルインパルスないしパルスレスポンスのそれぞれの程度に、そして明らかに用いられる個々のトレーニングシーケンスに依存して

いるため、マトリクスは推定されるべきインパルスないしパルスレスポンスの各々の程度に関して、そして全ての可能なトレーニングシーケンスに関して計算され、そして蓄積されるべきである。

本発明の改善的なさらに別の実施例においては、代替装置のインパルスないしパルスレスポンスを伝送チャンネルのインパルスないしパルスレスポンスに適應させるため、第1相関の形成の少なくとも1回の繰り返しが行われ、その結果、サンプル値内のトレーニングシーケンスにそれぞれの開始は、先行する相関によって決められ、そして最も都合良い相関ウィンドウサイズが繰り返しのために用いられる。第1相関の形成によるチャンネル推定の繰り返しは、その推定が現在の伝送特性に適應されることができる利点を提供する。たとえば、最初にチャンネル推定が伝送チャンネル（たとえば、 $d=7$ ）のインパルスないしパルスレスポ

ンスの高く想定される程度に関して行われ、ゼロ瞬間の実際の程度および位置が選択される。次に、推定されるべき引き続く係数に関する1つのウィンドウが規定され、その結果、ウィンドウの外側の推定される係数の分配は推定エラーの計算された広がりを超えることはないと考えられる。サンプル値のシーケンスにおいて、トレーニングシーケンスの開始の位置を確立するために、先行して伝送されたタイムスロットにおけるこの瞬間の位置がそこから始まるものとされる。こ

れを基に、最初に伝送チャンネルのインパルスないしパルスレスポンスのより高い程度が予期され、そして信号の改善された同期のために正確な瞬間が決められる。この最初のチャンネル推定を基に、伝送されたチャンネルのインパルスないしパルスレスポンスの程度の最初の推定がどの程度良好であったかが確立される。第2のチャンネル推定のために、最初の試みにおいて決められた予期された程度dおよびゼロ瞬間の最適位置が用いられる。この方法において、推定エラーの変動は最小化される。最初の試みにおいて見いだされた値を用いて、推定されるべき伝送チャンネルインパルスないしパルスレスポンスの程度が増加されることができ、受信信号内のより大きな遅延差異をキャンセルまたは等化することができる。

本発明のこれらの、そして他の特色は、以下に説明される実施例を参照しながら明らかにされ、そして説明される。

各図は、次の通りである。

第1図は、デジタル伝送装置の、本発明による受信機のブロック回路図であり、

第2図は、伝送チャンネルを表現、記述する代替装置、この装置はチャンネル推定のためのインパルスないしパルスレスポンスを発生させる、のブロック回路図であり、そして

第3図は、チャンネル推定のために必要なトレーニング

グシーケンスをふくむ、単独のタイムスロットの構成を持つ、GSM移動無線におけるTDMAフレームの構造を示す図である。

第1図は、デジタル伝送装置のための受信機を示している。この受信機においては、入力段1は、高周波セクション2、I/Q復調器3、帯域制限フィルタ4およびサンプラ5を含んでいる。サンプル値 r_k 6は、デジタルメモリ7内に蓄積される。このデジタルメモリ7からのデータは、チャンネル推定器8において利用される。チャンネル推定器8においては、伝送装置のインパルスないしパルスレスポンスが受け取られた信号の中の既知のトレーニングシーケンスを通して推定される。このインパルスないしパルスレスポンスを基に、全パス検出9は、推定の正確さを損なうことなく、最小または最大フェーズシステムにおいてインパルスないしパルスレスポンスを全パスフィルタ10に変換することを行う。この目的のために、全パスフィルタ10は、最初にデジタルメモリ7からのサンプル値6のシーケンスを取り出し、そしてフィルタされた値を再びデジタルメモリ7内に蓄積する。伝送装置のインパルスないしパルスレスポンスの係数、この係数はチャンネル推定器8の中で求められる、の助けを得て、シンボル推定器11はビテルビアルゴリズムを通して最大可能性シーケンス推定 (MLSE) 方法により状態低減されたシンボル推定を行う。シ

ンボル推定に関する信頼性情報が次に付加的に形成され、この情報はデコーダ12内で推定されたデータとともに付加的に処理される。データシンボル自体だけでなく、それらの補正検出の可能性もまた利用されるとき、ソフト判断デコーディングがデコーダ12の中で用いられることができる。伝送されたペイロードデータ13がそこから形成される。

送信機と受信機入力段1との間に位置する伝送リンク上で、反射および、ノイズおよびさらに別の動乱信号の重畳によるマルチパス伝搬によって伝送された信号は歪ませられる。結果として、個別の瞬間 k において送信されたバイナリ信号 b のバイナリディジット b_k は、前に送信されたバイナリディジット b_{k-1} 、 b_{k-2} …の遅延された信号部分によって重畳される。この重畳は信号歪みに相当する。結果的に、伝送されたバイナリディジットに関して受け取られる信号は、明瞭にロウまたはハイレベルに割り当てられたものではあり得ない。この場合においては、伝送チャンネルはメモリサイズ d を有しており、ここで d は干渉する隣接シ

ンボルの数を表している。メモリサイズ d はまた、伝送チャンネルのチャンネルインパルスないしパルスの長さ、受信信号のビット継続時間マイナス 1 の商として規定することもでき、ここではこの結果のより大きな整数が d を表すものとなる。受信機入力段 1 から受け取られた信号は、これら重畳の結果として

のアナログ信号波形を持ち、この波形は元々送信されたバイナリ値への等化なしでは割り当てることができない。この目的のために、受信器入力段 1 において受け取られた信号は、等距離の瞬間 k においてサンプラ 5 によりサンプルされる。既に送信されたバイナリディジットの影響は、受信器入力段 1 に遅れて到達した信号部分の遅延に依存している。伝送チャンネル特性に依存したある時間間隔の後には、この影響はもはや重大なものではなくなり、そしてそのためもはや等化のために配慮する必要がなくなる。一般的に、遅延はこの時間間隔内に伝送されるバイナリディジットの数として表現される。これを用いると、瞬間 k において伝送されるバイナリディジット b_k に割り当てられる事ができる各サンプル値 r_k は、このサンプル値に割り当てられることができるバイナリディジット b_k および、このバイナリディジット b_k の直前の d のバイナリディジット b_{i-1} 、 b_{i-2} 、 b_{i-d} に依存している。

線形有限横断フィルタによる分散伝送チャンネルを近似的に表現、記述するチャンネルモデルは、送信タイムスロットの時間間隔に関して、サンプル値 6 をチャンネル推定器 8 が利用できるようにするディジタルメモリ 7 によるサンプル値 6 のシーケンスの等化を基に形成される。第 2 図はこの横断フィルタに相当する代替装置 14 のブロック回路図を示している。バイナリ

信号 15 の j^k の乗算 16 は、GSM 標準による移動無線において用いられる $\pi/2$ シフト 2PSK 変調に相当している。バイナリシンボルの入ってくるシーケンスは、遅延要素 17 を通して代替装置 14 の d メモリセル内に読み込まれる。代替装置 18 のフィルタ係数によって、個々のバイナリシンボルは分解され、そして得られた値は結果的に互いに加算される。白色の、個別時間の、複合ノイズの加算 19 は、受信器入力段 1 における分散伝送チャンネルから実際に回復され

たサンプル値6からコピーされた代替装置14の出力値を形成する。次に、遅延要素17の時間は、良好に送られたバイナリシンボルの等距離に相当している。この方法においては、受信端において伝送チャンネルの伝送特性を、適切なフィルタ係数を通して、コピーすることを意図している。例えば、伝送パス上で生じた歪みは記憶されていた線形組み合わせによる代替装置14によってコピーされる。伝送チャンネルはそれぞれフィルタ係数18をセッティングすることによりコピーされる。フィルタ係数18は次に、伝送チャンネルの推定されたインパルスないしパルスレスポンスのサンプル値6から引き渡すことができる。この目的のために、たとえばトレーニングシーケンスと呼ばれるものが用いられ、これは送信機および受信機の両方に知られているバイナリシンボルシーケンスを含んでいる。トレーニングシーケンスが受け取られるときに

はいつも、フィルタ係数18は、一旦代替装置が横断されたならば、最も少ないエラーを持つ伝送チャンネルのコピーが行われるようにセットされる。

第3図はGSM標準による移動無線で用いられるTDMAフレーム20の構造を示している。4.615MSの長さを持つフレーム20は、各々がタイムスロット21を持つ8の情報チャンネルを収容しており、その結果、チャンネルは159ビットが送られるかく0.577msが割り当てられる。タイムスロットのビットシーケンスの中央部分は、ハウスキーピングビットと呼ばれるフレームである26ビットを持つミッドアンプルと呼ばれる23を形成する。2つの外側は各々各57の情報ビットである22および24を有しており、これはさらにテールと呼ばれる3ビットによって各々引き継がれる。タイムスロットの終わりには、ガードインターバル25が存在する。ミッドアンプル23は16ビットを持つトレーニングシーケンスと呼ばれる27を中央にふくんでおり、このシーケンスは送信器および受信機の両方において知られている。GSM標準による移動無線におけるトレーニングシーケンス27は、両側に5ビットずつ拡張されている。トレーニングシーケンスの両側における周期的拡張のために、この拡張は知られており、そしてこれは拡張されたトレーニングシーケンス26と呼ばれている。本発明による受信機における等化方法、この方法はハ

ードウェアコンポーネントを用いて、そしてソフトウェア解法を通して実現される、は以下のコンポーネント、

1. 拡張されたチャンネル推定
2. 全パス検出
3. 全パスフィルタリング
4. 個々のシンボルの信頼性の決定をふくむ減じられた状態の数を持つシーケンス推定を含んでいる。

第1図は、GSM標準による移動無線のための提案された受信機のブロック回路図を示している。この等化方法は基地局および移動局の両方に適用できる。

受信機入力段1においては、ベースバンドにおける複合サンプル値6のシーケンス $\langle r_k \rangle$ 、 $k \in (Z)$ は、現在の技術状態のそれと類似の方法で高周波入力信号から回復される。ここで k は2進送信シンボル15のクロックにおける個別時間を表している。GSMのGMSK変調方法が普通は用いられているので、受信端において $\pi/2$ シフト2PSK変調が、そしてその結果線形様式において復調される。振幅係数 $b_k \in \{-1; +1\}$ によってバイポーラ様式で表現される、バイナリシンボル15の送信端シーケンス $\langle b_k \rangle$ と、受信端サンプル値6にシーケンス $\langle r_k \rangle$ との間の、GMSK変調の効果、線形歪み伝送チャンネル、添加ノイズ、I/Q復調、帯域制限およびサンプリングは、程度 d および複合、複素値係数18を持つ個別時

間代替装置14および、第2図による個別時間白色複合値ノイズ19の付加によって極めて良好にモデル化することができる。第2図においては、遅延要素17における T_b は、2つのバイナリシンボル間の時間における距離を表している ($T_b = 1 / (270.83$

3 kHz))。 $j_k (j := \sqrt{-1})$ (虚部) だけのバイナリシン

ボルシーケンスの乗算16は、 $\pi/2$ シフト2PSK変調を表している。代替装置14は、時間で交番する振幅係数 ± 1 および $\pm j$ を含む d のバイナリメモリセルを含んでいる。この方法においては、代替装置14の遅延線の 2^d の異なるメ

モリ状態は各段階において可能である。

複合サンプル値6のシーケンス $\langle r_k \rangle$ は蓄積され、そしてリアルタイムでオフライン処理される。第1図に示されるように、このシーケンスは拡張されたチャンネル推定に加えられる。GSMバーストと呼ばれるものの中央における26のバイナリシンボルの拡張されたトレーニングシーケンス26（ミッドアンブル26）を基に、サンプル値の時間位置、第2図に示されるような現在利用できる歪み代替装置14の程度d、およびその複合値係数18が求められる。フィルタ係

数 \hat{g}_i の推定されたシーケンス $\langle \hat{g}_i \rangle$; $j \in \{0, 1, \dots, d\}$ の z 変形は、 $\hat{G}(z) = \sum_{i=0}^d \hat{g}_i z^{-i}$ を表している。

ユニット「全パス検出」9においては、2つの全パスシステムのインパルスないしパルスレスポンスまたは

変換関数 $A(z)$ および $\bar{A}(z)$ が検出され、その結果得られるシステム $\hat{G}(z) \cdot A(z)$ は最小フェー

ズを、そして

$\hat{G}(z) \cdot \bar{A}(z)$ は最大フェーズを持つ。

理想的には、結果として得られるシステムの程度は増加しない。必要とされる全パス変換関数の代わりに、その近似が用いられるときにのみ、（わずかな）程度の増加が発生するだけである。

信号 $\langle r_k \rangle$ 6は、システム $A(z)$ によって正方向

に、そしてシステム $\bar{A}(z)$ によって負方向において

、バーストの中央部から始められる、こうしてトレーニングシーケンス27から開始するようにフィルタされる。チャンネル推定の判断を基にした調節が除かれるならば、全信号 $\langle r_k \rangle$ 6のフィルタリングのみが1つのバーストに必要とされる。

シンボルシーケンスは、最小フェーズ代替装置によって歪ませられた信号を基に正方向で、そして最大フェーズ代替装置によって歪ませられた信号を基に負方向で、バーストの中央において開始されることが好都合であるような形で、状態低減を持つシーケンス推定方法で決められる。任意的に、本発明による状態低減およびシンボル信頼性11の検出を持つシーケンス推定方法が、この目的のために用いられることができ、これはアイテム4を参照する。次にチャンネル推定8の判断指示された調節が現在の技術状態で知られている

のと同じ方法で実行される。

このことが省略されるならば、全パス変換関数 $A(z)$

によって（負方向の場合には $\bar{A}(z)$ によって）の

みフィルタされたシーケンス $\langle r_k \rangle$ の始め（または負方向の場合においてはその終わり）から開始する1つの方向（正方向であることが望ましい）で全バーストの状態低減11を持つシンボルシーケンスの連続的な推定も可能である。拡張されたトレーニングシーケンス26の既知データシンボルもまた信頼性を拡大するためにそれぞれ半分のバーストに関して2つの方向で（それぞれ優先可能性0または1を用いて）シーケンス推定をするために同様に用いられる。

1. 拡張されたチャンネル推定について

現在の技術的方法においては、チャンネル推定8は程度 $d=5$ を持つ、第2図に示されている代替装置14

$\hat{G}(z)$ に関してのみ可能となるが、このチャンネル

推定方法を推定されるべきそれぞれのシステムに適応させることが提案される。このことは、より高い程度に関して、そして信号のマルチパス伝搬におけるより大きな遅延差異に関して、単に1つのチャンネル推定が可能となるのみならず、最大値の後の、すなわち推定エラーの最小の変動を持つどのようなレートチャンネル推定をも可能とする。

拡張されたチャンネル推定は、代替装置14の可変期待される程度 c に関するチ

チャンネル推定に基づいてい

る。期待される程度 c を持つシステムの $c+1$ 係数は、

$$[\hat{g}(c)] = (\hat{g}_0(c), \hat{g}_1(c), \dots, \hat{g}_c(c))$$

であり、変換、

$$[\hat{g}(c)] = [y(c)] \cdot \Phi^{-1}(c)$$

によって求められる。

ベクトル $[y(c)]$ の $c+1$ コンポーネント $y_k(c)$ が続いて、(周期的に拡張された) トレーニングシーケンス 26 $\langle a_k \rangle$ の一部の係数を持つ、受信された信号からの複合サンプル値 6 のシーケンス $\langle r_k \rangle$ の相関によって (通常に) 形成される。

$$y_k(c) = \sum_{i=k_0(c,k)}^{k_u(c,k)} r_{i+k} \cdot a_i^* \quad ; k \in \{0, 1, \dots, c\}$$

表現の簡単化のために、受信されたシーケンス $\langle r_k \rangle$ におけるトレーニングシーケンス 27 の期待される開始のために、個別の瞬間 $k=0$ が用いられる。2つの和限度 $k_u(c, k)$ および $k_0(c, k)$ は一般的に、程度 c の、およびタイムインデックス k の関数である。それらと限度の可能な選択は、

$$k_0(c, k) = 25 - c$$

$$k_u(c, k) = c,$$

であり、これはすべての瞬間 k に関する和が多く要素として影響を与えるという点で改善的である。バイナリシンボルのクロックにおける異なる個別の瞬間 k に関しては、異なる和限度を選択することも賢明であ

るかもしれない。例えば、拡張されたトレーニングシーケンス 26 の始めにおいては、サンプル値の長いシーケンスが相関され、そして引き続く瞬間 k に関しては、より低い和限度 k_u が増加することができる。データシーケンスと同様、拡張されたトレーニングシーケンス 26 に関しても、 $\pi/2$ シフト 2PSK 変調と

してGMSKの解釈が配慮され、こうしてバイナリの、バイポーラ拡張されたトレーニングシーケンス26の j^k 倍が乗算16で行われる。

マトリクス $\Phi^{-1}(c)$ は、要素を持つ $(c+1) \times (C+1)$ マトリクスの逆値であり、

$$\psi_k(c) = \sum_{i=k_0(c,k)}^{j_k(c,k)} a_{i \cdot j - k} \phi(c) = \begin{pmatrix} \varphi_{00}(c) & \varphi_{01}(c) & \varphi_{02}(c) & \dots & \varphi_{0c}(c) \\ \varphi_{10}(c) & \varphi_{11}(c) & \varphi_{12}(c) & \dots & \varphi_{1c}(c) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \varphi_{c0}(c) & \varphi_{c1}(c) & \varphi_{c2}(c) & \dots & \varphi_{cc}(c) \end{pmatrix}$$

これは拡張されたトレーニングシーケンス26 $\langle a_k \rangle$ と短くされたバージョンとの間のクロス、相互相関値を表している。マトリクス $\Phi^{-1}(c)$ は、このため容易に計算される。それらは、提案されている受信機におけるROM内に蓄積されている、GSM移動無線において用いられる全部で8のトレーニングシーケンスに関して、 $0 \leq c \leq 7$ であることが望ましい。この方法においては、それらのリアルタイム計算は、排除される。

ベクトル $[y(c)]$ をマトリクス $\Phi^{-1}(c)$ で乗算することにより、クロス、相互相関された $\phi_k(c)$ の $k \neq 0$ および $c \neq 5$ を持つ、フェージングのない影響が、チャンネル推定に用いられる。GSM移動無線におけるトレーニングシーケンスが知られたように選択され、その結果、特に $c=5$ に関して以下が成り立つ。

$$\Phi^{-1}(5) = \Phi(5) = E_6$$

ここで、 E_6 は 6×6 ユニットマトリクスを示している。

今日の技術状態におけるチャンネル推定のために独占的に用いられている $c=5$ に関する、この特別な場合においてのみ、マトリクス乗算が除かれることができる。こうして、用いられている $c=5$ への制限は、以下の不都合の原因と成りうる。

一程度 $c=d=5$ の最大にまでの代替装置14の係数のみが推定されることができ。こうして、信号のマルチパス伝搬、またはトレーニングシーケンス27の

実際の開始に対して推定された瞬間 $k=0$ のシフトを持つより高い遅延差異が生じたとき、チャンネル推定 8 は正しくない。

一代替装置 14 の 5 よりも小さな程度が実際に示されたとき、推定エラーの変動は、必要以上に大きなものとなる。

本発明によって蓄積されているマトリクス $\Phi^{-1}(c)$

によりベクトル $[y(c)]$ を乗算することにより、期待される程度 $0 \leq c \leq 13$ に関するチャンネル推定が可能となる。 $c > 7$ に関しては、推定エラーの変動が確かに明確に増加し、その結果、 $0 \leq c \leq 7$ への制限は實際上推薦されるものとなる。

拡張されたチャンネル推定 8 は以下のようにされることが望ましい。

—最初に高い期待される程度（たとえば $c=7$ ）に関するチャンネル推定が計算され、実際の程度およびゼロ瞬間の位置が求められる。引き続いて推定されるべき係数に関する 1 つのウィンドウが決められることができ、その結果、このウィンドウの外側の推定される係数の値が推定エラーの計算許容値を越えることはないと考えざる（係数クリッピング）。

—第 2 のチャンネル推定に関しては、第 1 の試みにおいて求められた期待される程度 c およびゼロ瞬間の最適位置が用いられる。この方法においては、推定エラーの変動が最小化される。

推定されるフィルタ係数 18 の 2 要素計算のために、ゼロ瞬間およびフィルタリングの程度に適応するチャンネル推定 8 が行われる。この目的のために、必要となる付加的成本は単に第 2 マトリクス乗算に関するものだけである。

2. 全パス検出について

推定された個別時間代替システム $\hat{G}(z)$ 14 に関し

ては、2 つの（またはそれぞれ 1 つの）全パスフィル

タ $A(z)$ および $\bar{A}(z)$ が計算され、これを通して

最小および最大フェーズオーバーオールシステムがもたらされる。全パス検出 9

に関しては、

$G(z) \cdot G^*(z^{-1})$ の分解のための全ての現在の、そして以前の提案された方法は、たとえば1996年のエレクトロニクスおよびコミュニケーションのインターナショナルジャーナル誌 (AEU) 第50巻 (第1号) のW. ゲルスタックによる「有限長制約を持つ最小平均平方エラーDFEへの別のアプローチ」または、1992年ウィーン、ミュンヘンの、オルデンバURG出版社発行のA. V. オッペンハイムおよびR. W. シャヘルによる、「時分割信号処理」に示されているような、最小フェーズおよび最大フェーズ部分において利用することができる。

セブストラムと呼ばれる、周波数レスポンスの対数から開始する方法は、高度な利点を提供する。

3. 全パスフィルタについて

全パスフィルタリング10は、状態低減11を持つシーケンス推定に関して、データ信号の線形歪みが、それぞれ最小フェーズまたは最大フェーズによって発生される、程度cを持つ個別時間代替システム14を発生させるよう機能する。格子ダイアグラム内に2つのパスが分割されて確立されているとき、差異信号のエネルギーが最大となると

きのみ、その格子ダイアグラムはシステム14のためのバイナリ入力シンボルに関して第2図に類似に描かれることができ (たとえば、1992年、ベルリンのスプリングエル出版社発行のJ. フューベルによる、「ディジタル中継技術における格子コーディング基礎と応用」参照)、それは著しい低減に関してさえ、シーケンス推定における状態低減によって生ずる信号対雑音比が無視できる程度に小さいものとなる。

もしチャンネル推定8の何の判断指示される調節もトレーニングシーケンス27を基にして行われないのであれば、正方向におけるシーケンス推定は、全てのバーストにわたって実行されることができ、最小フェーズ代替システム14によって歪められる信号を発生するための、システムA(z)による全てのシーケンス $\langle r_k \rangle$ の全パスフィルタリング10は十分である。しかし、もしチャ

ンネル推定 8 の判断指示された調節がシーケンス推定方法の間に行われるならば、サンプル値 6 のシーケンス $\langle r_k \rangle$ の部分がシステム $A(z)$ による正方向におけるトレーニングシーケンス 27 で開始される、ベースバンドへ変換される受信信号からフィルタアウトされることができ、その反

対に、負方向における部分はシステム $\bar{A}(z)$ によっ

てフィルタされることができる。トレーニングシーケンス 27 から開始することにより、シーケンス推定 11 はこの場合、正および負方向で分離的に行われる。

いずれの場合においても、全パスフィルタ 10 は、差異信号が格子ダイアグラムにおいて分割されたパスで最大エネルギーを持つように行われる。全パスフィルタ 10 は、たとえば、FIR または IIR 装置を持つ個別回線による、または周波数ドメインにおいてアイテム 2 の下で計算された変換関数によって乗算される、個別のフーリエ変換、そして引き続いて逆フーリエ変換による、タイムドメインにおけるデジタル信号処理において習慣的な線形信号変換方法のいずれかとともに実行されることができる。

4. 減じられた状態の数を持つシーケンス推定について

デジタルパルス振幅変調信号、この信号は歪みによりインパルスないしパルス干渉によって影響される、のシーケンス推定のための状態の数を減じられた全ての現在方法は、たとえば 1989 年の IEEE コミュニケーション会報第 37 巻第 5 号の 428-436 ページの、A. デュエルホルンおよび C. ヒーガードによる、「遅延された判断-フィードバックシーケンス推定」で実施することができる。そこで論じられた判断-フィードバックシーケンス推定は、代替装置 14 の第 1 c₀ バイナリ遅延要素の格子ダイアグラムが 2^{co} 状態で形成されるようにして用いられることが好都合である。ビテルビアルゴリズムにおけるメトリックを計算するために、このシステムのさらに別の係

数 18 が格子ダイアグラムにおけるそれぞれの状態においてパスレジスタ内のシンボルによって推定される。

引き続くチャンネルデコーディング12のために、チャンネルシンボルを推定するだけでなく、それらの信頼性をも推定することは有益であり、ソフト判断デコーディングと呼ばれるものを実行することが可能となる。それぞれのシンボルを決定するのに加えて、この判断が正しいことの確実さもまた決定されることができる。状態低減および、シンボル信頼性の近似計算を持つシーケンス推定方法は、たとえば1990年12月サンディエゴにおけるGLOBECOM1990の会報401.4.1-401.4.6ページにおける、Pホッフアによる、「周波数選択フェージングチャンネル上のTCM：ソフト出力がい然性イコライザ」に示されている。

ホワイトノイズ19によって歪ませられたその出力シンボルを考慮しながら、(線形的に歪ませる装置14のこの特定の場合においては)格子コードの入力シンボルの後続可能性を計算する最適方法は、パール他による後続単独シンボル推定を最大とするためのアルゴリズムであり、これはたとえば1974年のIEEE情報理論の会報IT-20、284-287ページの、L. R. パール、J. クック、F. ジェリネック、およびJ. ラビフによる、「シンボルエラーレートを

最小にするための線形コードの最適デコーディング」を参照できる。このアルゴリズムにおいては、こうして観察される格子コード出力信号 $y-1$ を考慮しながらステップ γ における状態 $I=1, 2 \dots Z$ に関するがい然性 $\alpha_{\gamma}(i)$ は、前向再帰によって決められ、そして現在ステップ γ における想定されている状態 i を持つステップ γ に戻る最後のステップ L の間に見られる格子コード出力シンボルのためのがい然性 $\beta_{\gamma}(i)$ は、後向再帰によって決められ、これはたとえば1992年ベルリンのシュプリンゲル出版社の、J. ヒューベルによる、「デジタル中継技術における格子コーディング基本と応用」を参照できる。この方法においては、全ての受信されたシーケンスを考慮して、ステップ γ における状態 i のための状態がい然性 $\Psi_{\gamma}(i)$ は、
$$\Psi_{\gamma}(i) = \alpha_{\gamma}(i) \beta_{\gamma}(i)$$
を保つ。用いられている格子コードによって、シンボルがい然性は直接的に状態がい然性から引き継がれる。

1990年のサンディエゴのGLOBECOM1990の会報807. 5. 1-807. 5. 6ページのW. コッホおよびA. ベイエルによる、「時間変動シンボル間干渉により分配されたコードデータの最適およびサブ最適検出」および、1990年12月サンディエゴのGLOBECOM1990の会報401. 4

1-401. 4. 6のP. ホッフアによる、「周波数選択フェージングチャンネル上のTCM: ソフト出力がい然性イコライザの比較」によれば、バールアルゴリズムは判断フィードバックビテルビアルゴリズムに類似の減じられた状態の1つとなりうるものである。 $\alpha_{\gamma}(i)$ を計算するための前向き再帰を用いると、パスレジスタは現在の 2^{∞} の状態の各々に割り当てられており、このパスレジスタはDFSEアルゴリズムとともに各時間ウィンドウ内で更新され、そして減じられた格子のブランチメトリックを計算するために必要である。ブランチメトリックは蓄積され、そして $\beta_{\gamma}(i)$ を決めるために後向き再帰のために再び1度だけ用いられる。

【図1】

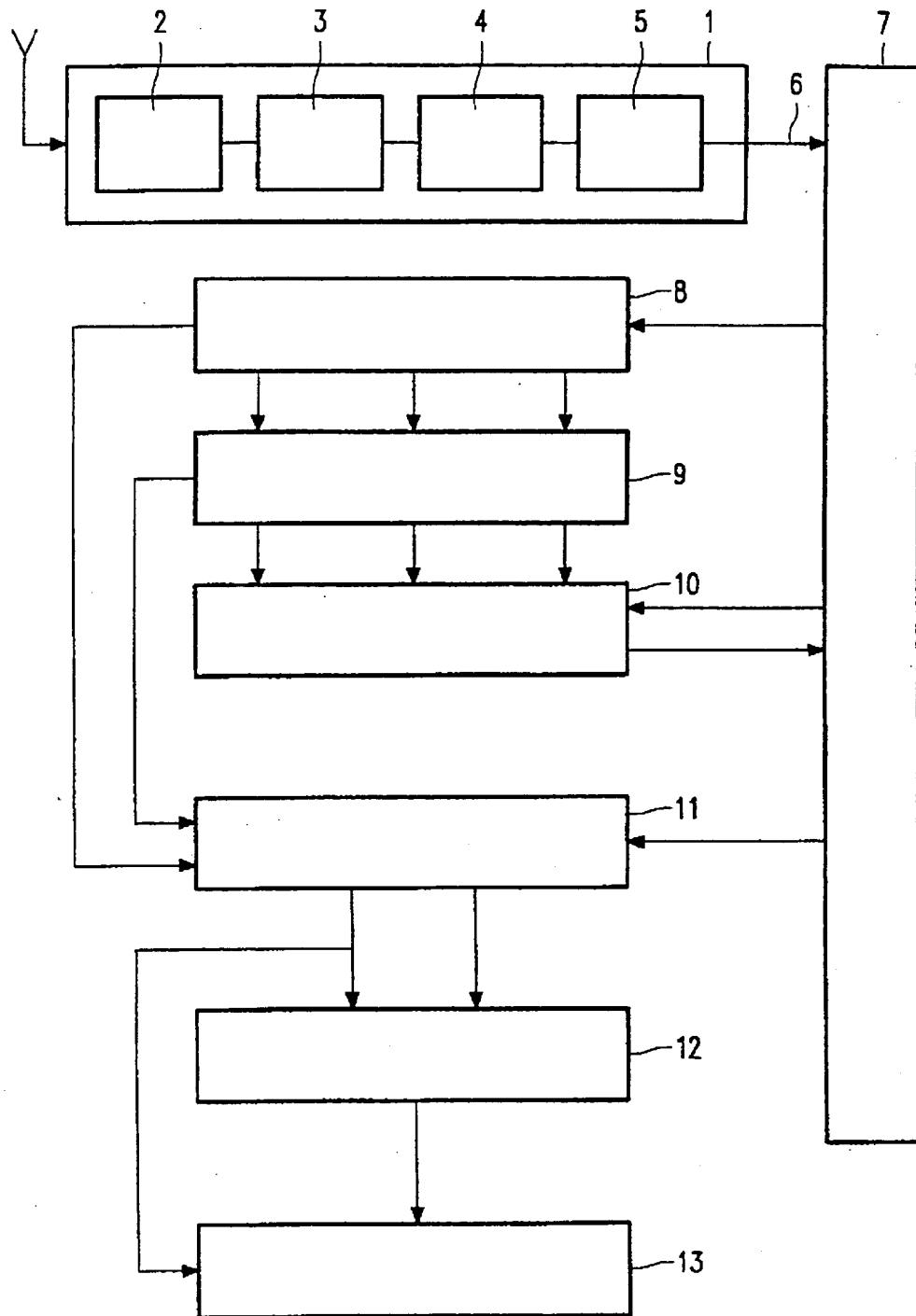


FIG. 1

【図2】

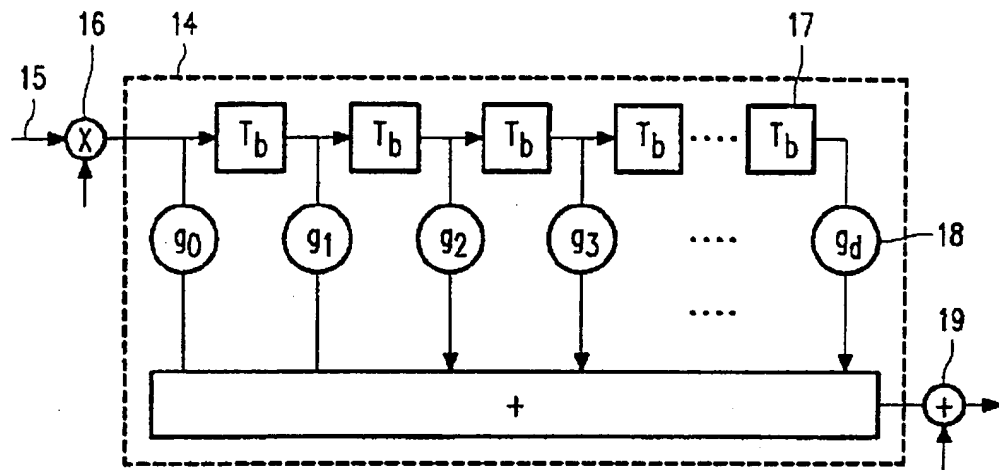


FIG. 2

【図3】

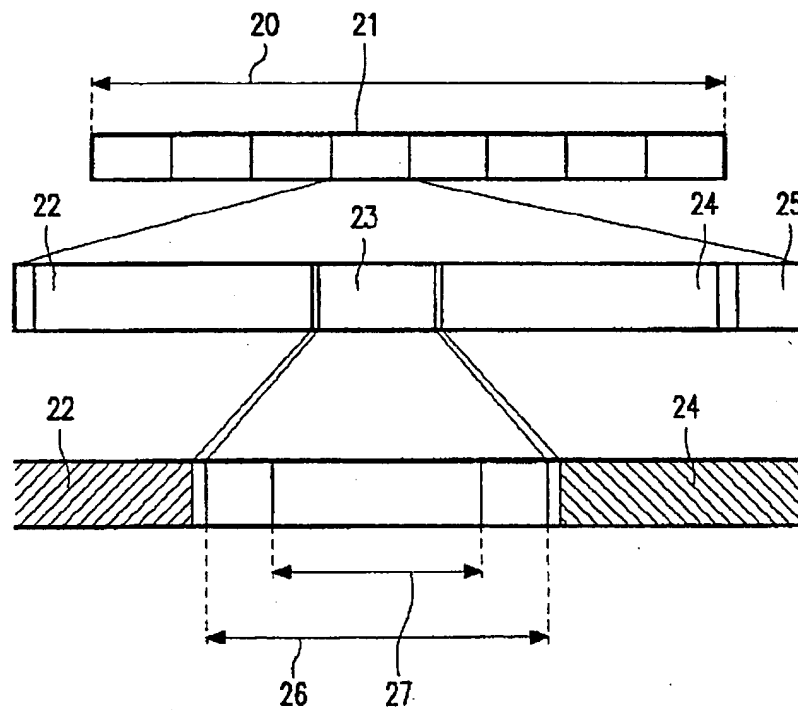


FIG. 3

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/IB 97/00360

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC6: H04B 7/005, H04L 27/01

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC6: H04B, H04L, H03H

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

SE,DK,FI,NO classes as above

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	US 4811360 A (WILLIAM J. POTTER), 7 March 1989 (07.03.89), column 1, line 53 - column 3, line 34; column 4, line 50 - column 6, line 48; column 7, line 41 - line 53, abstract	1-6
Y	US 5479444 A (ESA MALKAMAKI ET AL), 26 December 1995 (26.12.95), column 3, line 11 - line 56; column 4, line 17 - column 5, line 20; column 5, line 29 - line 61, abstract	1-6
A	US 5479446 A (CHRISTOPHE MOURDT), 26 December 1995 (26.12.95), column 2, line 20 - line 39	1-6

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"B" earlier document but published on or after the international filing date

"I" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"Z" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

22 Sept. 1997

Date of mailing of the international search report

23.09.97

Name and mailing address of the ISA/

Swedish Patent Office

Box 5055, S-102 42 STOCKHOLM

Facsimile No. +46 8 666 02 86

Authorized officer

Christian Rasch

Telephone No. +46 8 782 25 00

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/IB 97/00360

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
P,A	US 5563911 A (MITSURU UESUGI ET AL), 8 October 1996 (08.10.96), column 2, line 64 - column 3, line 20; column 3, line 46 - column 7, line 15, abstract --	1-6
A	US 5317595 A (KJELL OSTMAN), 31 May 1994 (31.05.94), column 1, line 65 - column 2, line 38, abstract --	3,4
A	US 5199047 A (WOLFGANG KOCH), 30 March 1993 (30.03.93), column 2, line 8 - line 68; column 3, line 21 - column 7, line 5, abstract --	1,6
A	US 4672630 A (TAKASHI KAKU), 9 June 1987 (09.06.87), column 2, line 63 - column 3, line 11; column 4, line 48 - line 57; column 5, line 28 - line 49, abstract, column 10, line 10 - line 28 -----	1,6

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

01/09/97

International application No.

PCT/IB 97/00360

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 4811360 A	07/03/89	CA 1338961 A	04/03/97
		DE 68924643 D,T	29/08/96
		EP 0401246 A,B	12/12/90
		WO 8906878 A	27/07/89
US 5479444 A	26/12/95	EP 0615352 A	14/09/94
		FI 931044 A	10/09/94
		JP 6326642 A	25/11/94
US 5479446 A	26/12/95	CA 2107816 A	08/04/94
		EP 0592294 A	13/04/94
		FI 934359 A	08/04/94
		FR 2696604 A,B	08/04/94
		JP 6224791 A	12/08/94
US 5563911 A	08/10/96	DE 69215490 D,T	27/03/97
		EP 0541225 A,B	12/05/93
		SE 0541225 T3	
		ES 2094880 T	01/02/97
		JP 5075393 A	26/03/93
		US 5444739 A	22/08/95
US 5317595 A	31/05/94	GB 2268377 A,B	05/01/94
		JP 6197031 A	15/07/94
US 5199047 A	30/03/93	DE 4001592 A	02/05/91
		DE 59010213 D	00/00/00
		EP 0428199 A,B	22/05/91
		JP 3208421 A	11/09/91
US 4672630 A	09/06/87	DE 3378513 A	22/12/88
		EP 0112395 A,B	04/07/84
		JP 1593906 C	14/12/90
		JP 2016621 B	17/04/90
		JP 59000246 A	05/01/84
		WO 8400090 A	05/01/84